

微少高周波入力用磁気増巾器

成瀬民也

工学部 電気工学科

1. 緒言

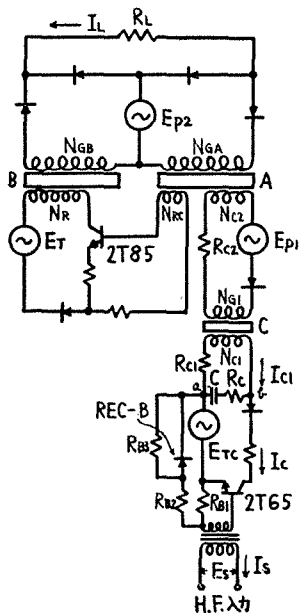
多くの場合、磁気増巾器の制御入力としては、直流もしくは磁気増巾器電源周波数と同周波数の交流、それより非常に低い周波数の交流等を建て前としているが、高周波制御入力に対して磁気増巾器を動作させることの必要な場合も考えられる。例えば信号周波数によって変調された有線もしくは無線搬送波の受信検波出力によって磁気増巾器を動作させる場合に、前段に狭帯域濾波器を附加し、ある特定の信号周波数に対してのみ動作させるようにすると、多数個の磁気増巾器に夫々帯域の異った濾波器を附加して、それら多数個の磁気増巾器のうちある特定の磁気増巾器のみを送信信号周波数を変えて撰択的に動作させ、遠隔多重制御が可能となる。更に各単位磁気増巾器の制御巻線は1個にとどまらず数個施すことが出来るから、濾波器との適当な組み合わせにより多数個の磁気増巾器のうち特定の数個の磁気増巾器のみを撰択的に動作させることも出来る。又電動機等の廻転数を高周波速度発電機と共振回路とにより検出し、その検出された高周波出力により直接磁気増巾器を動作させるならば、直流速度発電機における整流子と刷子による脈動やノイズの懸念はなく、精度の高い廻転数調整を容易に行い得る。⁽¹⁾ その他熱電対による温度制御等に利用される第二高調波型磁気増巾器の出力段用に用いても有効であろう。

かかる見地から、微少な高周波制御入力に対して動作し、特にインピーダンス整合等の制限をうけることなく、尚且つ、現在広く使用されている直流制御入力用磁気増巾器を、そのまま効率よく結合し得る微少高周波入力用磁気増巾器回路を提案する。

2. 入力回路構成及び動作原理⁽²⁾

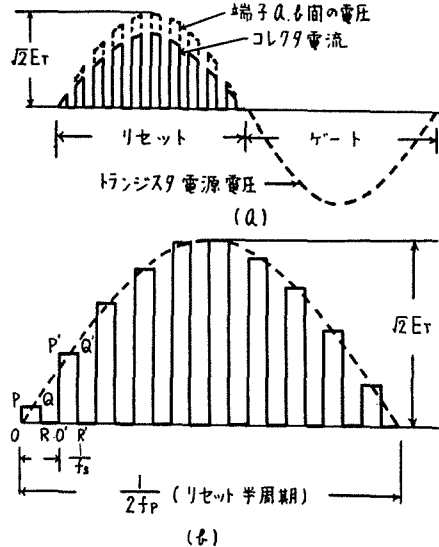
高周波整流出力を磁気増巾器の制御入力として使用する場合に、通常の直流制御入力用磁気増巾器制御巻線に対しては、単なる高周波整流出力のままでは入力電圧、電力ともにかなり大きくすることが必要となるが、磁気増巾器制御入力とする以前に、高周波のまま、出力の電圧、電力ともに大きくすることは回路内に発振をおこしやすく、効率、特性の上からものぞましいことではなく、出来るならば検波出力直接、もしくは一段程度の増巾で、直ちに磁気増巾器に結合出来るようにせねばならぬ。本稿で述べる回路は、初段磁気増巾器前段に、トランジスタのエミッタ接地B級増巾類似の回路を結合したものであって(第1図)(p.198)、初段磁気増巾器は半波型磁気増巾器とし、全波もしくは交流の出力を必要とする場合には、後段を半波制御全波出力型磁気増巾器⁽³⁾とする。

この際、トランジスタは初段磁気増巾器制御巻線を負荷とし、そのリセット半サイクルのみトランジスタ出力としてあたえられるコレクタ電流によってリセットを行わせる。それ故トランジスタには、電源 E_{TC} から、磁気増巾器電源と同周波数の交流を半波整流し、リセット半サイクルの間のみ供給する。通常入力信号周波数 (f_s) は磁気増巾器電源周波数 (f_p) の数十～数百倍程度とし、信号電圧及び電流はそれぞれ 1 V, 数百 μA 以下で充分動作する。



第1図 微小高周波入力用
磁気増巾器

第1図で、トランジスタに微小な高周波入力があたえられ、リセット半サイクルの間のみ入力信号に応じたコレクタ電流が流れるが、第2図(a)の実線の如く、リセット半サイクルの間に $f_s/2f_p$ 回くりかえす楕形の波形とな



第2図(a) コレクタ電流及び初段磁気増巾器
器入力端子間電圧の波形

(b) 計算の便宜のために入力端子間
電圧を矩形波で近似した説明図

る。又ゲート半サイクルの間には $f_s/2f_p$ 回だけベース電位が正となり、エミッタコレクタ間を導通し (NPN 型 トランジスタの場合) ゲート側から制御側への反作用を遮断出来なくなる故、ゲート半サイクルの間だけ入力信号に打ち勝ってベースを負電位となし、制御回路を開いてゲート側からの反作用を阻止するように、整流器 (REC-B) と抵抗 R_{B1} , R_{B2} とからなる交流バイアス回路を設ける。又、リセット半サイクルには、微小な入力信号に対するトランジスタの不感帯のために、ベースへの入力とコレクタ電流の関係が非直線となるのを除いて零入力から動作するように、REC-B に並列に挿入した抵抗 R_{B3} とベース、エミッタ間の抵抗 R_{B1} により適当な正電位をあたえる如くバイアスをつける。又この回路では高周波入力信号と同周波数の半波電流がトランジスタの出力として、負荷である制御巻線に加わるが、制御巻線巻回数はこの周波数に対して考慮せずに、通常の半波型磁気増巾器の制御巻線に、直流入力、もしくは前段からの半波制御入力加わるときと同程度にとり、敢えて高周波入力化による制御巻線インピーダンス増加を抑止するために巻線回数を減ずることなく、制御入力アンペアターンの低下等のことを避けており、この制御回路では高周波整流出力の形であたえられるコレクタ電流に対し、制御巻線に並列に適当な容量のコンデンサ C を抵抗 R_c , R_{c1} と共に附加することにより、入力による制御効果を改善している。

一般に磁気増巾器の制御作用は入力によって鉄心にあたえられる制御起磁力によって果されるものであるが、これは入力電流の実効値ではなく平均値によって決定されることを注意すべきである。したがって制御アムペアターン $N_c I_c$ (N_c : 制御巻線巻回

数, I_c : 制御電流平均値)を形成する制御電流の波形率によって, 制御入力実効値 ($r.m.s$) に対する正味の制御入力 (平均値) の割合は大きな差異を生じ, 同一の制御効果を得るために大なる入力 (実効値) を必要とする場合も生じ, 脈流波形の入力によって得られる正味の制御入力は, 直流入力に比して一般に小さく, 波形率を q とすれば $\frac{1}{q^2}$ となる。⁽⁴⁾

したがって, 本稿の回路では微少な高周波入力信号によって増巾を行い, リセット半サイクルの間, 制御入力として第2図の如き正弦波半波包絡線を有する $f_s / 2f_p$ 個の半波高周波整流出力を得ると共に, 並列に容量 C を挿入して, 制御入力の改善を行うものであるが, 初段磁気増巾器への直接の制御入力としてあたえられる電力はトランジスタ電源 E_{TC} から供給されるものであって, C の挿入により磁気増巾器制御入力は非常に増加するにもかかわらず, トランジスタへの高周波信号入力は殆んど増す必要がない。換言すれば同一信号入力に対して, 大なる出力 (磁気増巾器制御入力) が得られたことになるのであるが, かくして得られる磁気増巾器制御入力電流のうち, 高周波半波電流の休止半サイクル中に, C の放電によって供給される分も電源 E_{TC} から補給される結果平滑化され, 制御効果は著しく増加する。

3. 磁気増巾器制御回路抵抗 R_{C1} 及び並列容量 C の決定

上述の如く初段磁気増巾器の充分なリセットのためには, R_{C1} 及び C の値の決定が必要である。これらの値の変化による制御特性の状態変化の様子は, 後述の実験結果において実例を示すが, 本節においては動作中におけるこれらの作用を説明し, その数値決定についてのべる。

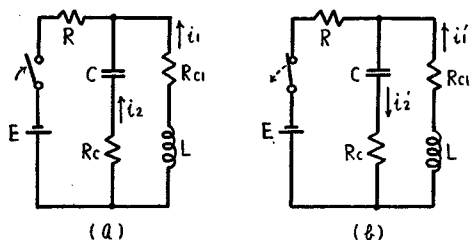
R_{C1} は初段磁気増巾器のゲート半サイクルにおいて, ゲート側から制御側への反作用を抑圧する作用を有し, 反作用抑圧のためには, R_{C1} は大なるほどよいが, 同時にこれはリセット半サイクルにおいてはリセット入力を不必要に消費するものであり, 又後述のように並列容量 C の充放電時間にも関係するもので, 極端に大きくすることは出来ないが, リセットに必要な電力は高周波信号入力として供給されるものではなく, 電源 E_{TC} から供給されるものであるから, 充分所要量はあたえられるものとみてよく, 利得増加をはかるためには C のみでなく R_{C1} を挿入する方がよい。通常の制御回路抵抗の場合と同様に考えて, 抑圧係数⁽⁵⁾

$$\sigma = \frac{R_C}{R_L} \left(\frac{N_G}{N_C} \right)^2$$

によって示せば, $\sigma = 5 \sim 50$ まで広範囲に取ることが出来, 通常の制御回路抵抗よりは比較的大きな値であって, むしろ並列容量 C の充放電時間に關係して, より詳細に決定される。もし R_{C1} が存在しない場合は, ゲート半サイクルにおけるゲート側からの反作用電圧に対し, C は制御回路インピーダンスを低める結果となり, 反作用軽減は余り期待できず, この反作用電圧によって, C は次のリセット半サイクルにおけるコレクタ電流による充電とは逆極性に充電され, かえってコレクタ電流による充電効果のある程度減殺するものであるから, 入力信号の小さい場合や, 充分なリセット電力を必要とする場合には特に必要となる。

リセット半サイクルにおいては, トランジスタ出力として, 第2図 (a) の波形の電圧が第1図の $a-b$ 端子間に印加されるが, これを第2図 (b) の矩形波形をもって近似し, 制

御巻線インダクタンス L , R_{c1} , C によって形成される回路における C の作用について考察する。リセット半サイクルに入ると同時に第2図(b)の矩形波電圧 $OPQR$ が $\frac{1}{2f_s}$ 秒の間加わり、次の $\frac{1}{2f_s}$ 秒間は印加電圧はなく、次の $\frac{1}{2f_s}$ 秒間矩形波電圧 $O'P'Q'R'$ が印加される。次の $\frac{1}{2f_s}$ 秒間は又印加電圧はなく、結局リセット半サイクルの間かかる動作が $\frac{f_s}{2f_p}$ 回くりかえされることになる。最初の $\frac{1}{2f_s} \times 2$ 秒即ち入力信号の1サイクルについて先ず考えてみるが、爾余の $\left(\frac{f_s}{2f_p} - 1\right)$ 回に対しても同様に考えることが出来る。



第3図 リセット半サイクル中の並列容量 C の作用の説明図

$$i_1 = E \left\{ \frac{1}{R_{c1} + R} + \frac{RCP_1 + 1}{2AP_1^2 + BP_1} e^{p_1 t} + \frac{RCP_2 + 1}{2AP_2^2 + BP_2} e^{p_2 t} \right\} \quad (1)$$

$$i_2 = E \left\{ \frac{LCP_1 + R_{c1}C}{2AP_1 + B} e^{p_1 t} + \frac{LCP_2 + R_{c1}C}{2AP_2 + B} e^{p_2 t} \right\} \quad (2)$$

茲に

$$P_1 = \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AS}}{2A}, \quad P_2 = \frac{-B - \sqrt{B^2 - 4AS}}{2A}$$

但し、

$$A = (R + R_{c1}) LC$$

$$B = (R R_{c1} + R R_c + R_{c1} R_c) C + L$$

$$S = R + R_{c1}$$

であたえられる。

又次の $\frac{1}{2f_s} \sim \frac{1}{f_s}$ の期間においてはトランジスタは開路されて、 C に蓄えられたエネルギーを L , R_{c1} を通して放電し、第3図(b)のスイッチを開いた場合と等価になると考えられる。それ故 $\frac{1}{2f_s} \sim \frac{1}{f_s}$ の期間は R_{c1} , R_c , L , C の直列回路の過渡現象として取扱うことが出来、⁽⁶⁾ この回路は回路定数間の関係で、次の場合に分類される。

(a) $R_{c1} + R_c > 2\sqrt{L/C}$ (対数的減衰)

$$i_{c1}' = \frac{E}{R_{c1} + R_c} e^{-\alpha t} \left(\cosh \beta t + \frac{R_{c1} - R_c}{2\beta L} \sinh \beta t \right) \quad (3)$$

但し

$$\alpha = \frac{R_{c1} + R_c}{2L}, \quad \beta = \sqrt{\frac{(R_{c1} + R_c)^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}$$

(b) $R_{c1} + R_c = 2 \sqrt{L/C}$ (対数的減衰；臨界状態)

$$i_{c1}' = E \left\{ \frac{1}{R_{c1} + R_c} (1 - at) - a^2 ct \right\} \varepsilon^{-\alpha t} \quad (4)$$

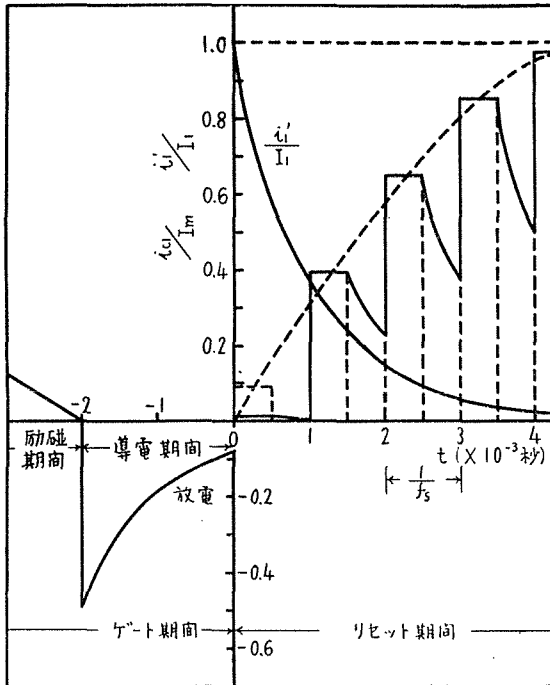
(c) $R_{c1} + R_c < 2 \sqrt{L/C}$ (振動的減衰)

$$i_{c1}' = \frac{E}{R_{c1} + R_c} \varepsilon^{-\alpha t} \left(\cos \omega t + \frac{R_{c1} - R_c}{2 \omega L} \sin \omega t \right) \quad (5)$$

但し

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{(R_{c1} + R_c)^2}{4L^2}}$$

本稿の回路で良好なリセットをあたえるのは (a) の場合で、且つ $\frac{1}{2f_s} \sim \frac{1}{f_s}$ 期間における放電量が多いことが必要である。そのためには E_T の値を充分な値とすると共に C の値を大きくすればよいが、 C の値が余りに大き過ぎると、 $L - C - R_c - R_{c1}$ 回路の放電時定数が長くなり、ゲート半サイクルの励磁期間において、ゲート側から制御側へ生じた反作用電圧によって逆極性に C を充電した電荷は、ゲート半サイクルの導電期間によく放電されず、次のリセット半サイクルに多量の放電々荷をもち越す結果、かえってリセット減殺作用を生ずるに至るから、 R_{c1} , R_c と関連して適当な C の値を選定せねばならぬ。特にゲート電流を最小ならしめるリセット量の場合は、ゲート半サイクルにおける逆充電々荷は全部リセット半サイクルに持ち込まれるから、余り C を大きくすることは

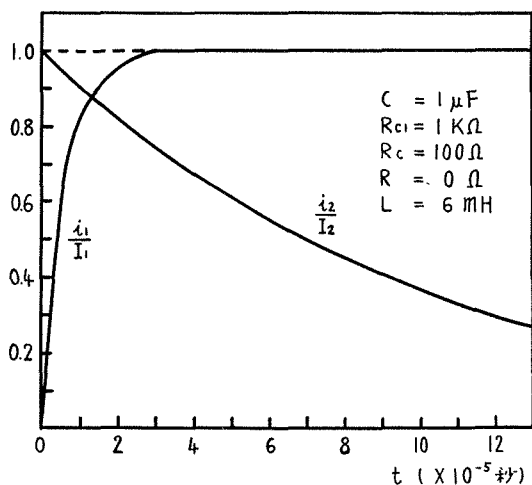


$$I_m = \frac{E T_m}{R_{c1} + R}$$

第4図 ゲート半サイクルからリセット半サイクルに移行するときのリセット電流（計算結果の図示）

は好しくないことが了解される。結局、充分な E_{TC} の値の下に C 及び R_{c1} は第3図 (a) の回路で i_1 , i_2 がそれぞれ最終値及び初期値の 63% に達する時間が $\frac{1}{f_s} \times \frac{1}{20}$ 秒以下、第3図 (b) の回路において i_1' が初期値の 63% に達する時間が $\frac{1}{f_p} \times \frac{1}{3 \times 10^3}$ 秒以下位となるように選ばばよいリセットが行われ、優れた制御特性とすることが出来る。第4図及び第5図 (p.202) は本稿の実験回路につき、実測の L の値を用いて、(1), (2), (3) 式により、上述の範囲内となるような C 及び R_{c1} の値について計算結果を図示したものであって、この数値では後述の制御特性の実測値でよい結果が得られている。

上述の $L - C - R_c - R_{c1}$ の形成する回路における i_1 , i_2 , i_1' の充放電諸特性に対する考察からリ



$$I_1 = \frac{E}{R_{c1} + R} \quad I_2 = \frac{E}{R + R_c}$$

第5図 第3図(a)における i_1 , i_2 の時間的推移

影により各部電圧，電流の動作中の状態を示す。実験に使用した鉄心の寸法，材質，巻線回数は第1表の通りである。

第1表

		リアクトル A	リアクトル B	リアクトル C
鉄 心	材 質	セ ン デ ル タ		
	形 状	巻 鉄 心		
	寸 法*	0.1×20×50×70		0.1×10×25×35
巻 線 の 巻 回 数		$N_{GA} = 1700$	$N_{GB} = 1700$	$N_{G1} = 2850$
		$N_{C2} = 380$	$N_R = 210$	$N_{C1} = 300$
		$N_{RC} = 175$		

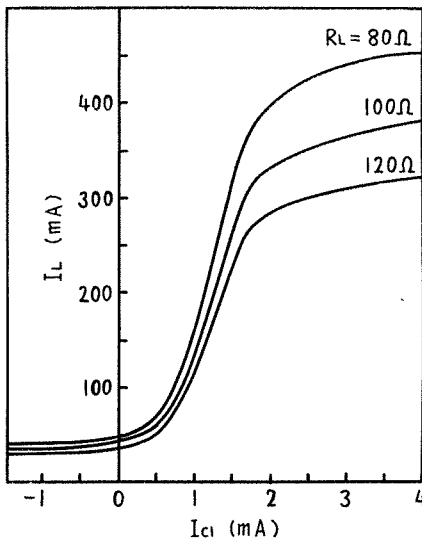
* (厚さ)×(高さ)×(内径)×(外径) (mm)

第6図(p.203)は述後の高周波入力に対する制御特性との比較のために，二段の磁気増巾器部分のみについて，初段半波型磁気増巾器リセット半サイクルの間，半波入力(KX-80 半波接続)を加えて基本的制御特性を求めたものである。第7図(p.203)は第1図の回路により，一定入力周波数(1KC)において測定した高周波制御特性であって，入力電流値は図中の諸数値に対し略 $80\mu A$ で飽和に達し，その実用制御範囲における直線性はむしろ第6図の場合よりすぐれており，出力電流範囲は第6図の場合と略々同様である。入力周波数に対する制御特性の関係は第8図(p.203)の如く，回路定数に対し，最適周波数が存在することが示され，前記回路に対しては 5 KC の入力周波数に対し，最良の結果が得られた。第9図(p.204)は種々の入力周波数に対する入力電圧の関係を示すもので，上記制御特性を入力電圧値に対して取るならば，入力周波数に対する特性は第6図

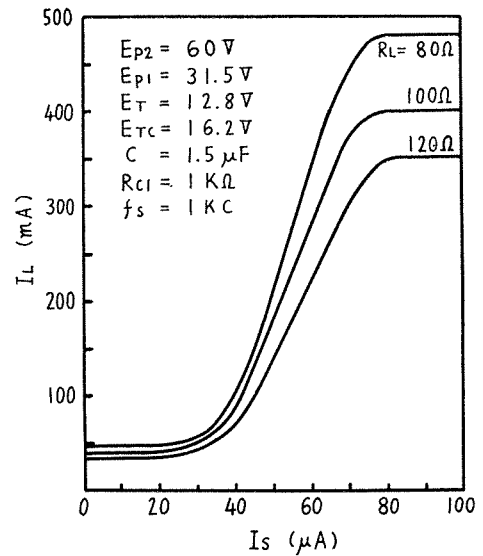
セット作用に最も顕著に作用するのは，C の充電量及び充放電時間であって，ゲート半サイクルにおけるC の逆充電々荷の放電は，磁気増巾器のリセット半サイクル期間の初めの期間，即ち磁気増巾器の1サイクルの数分の一の時間でその大部分の放電を終るようにすることが必要である。

4. 実験結果

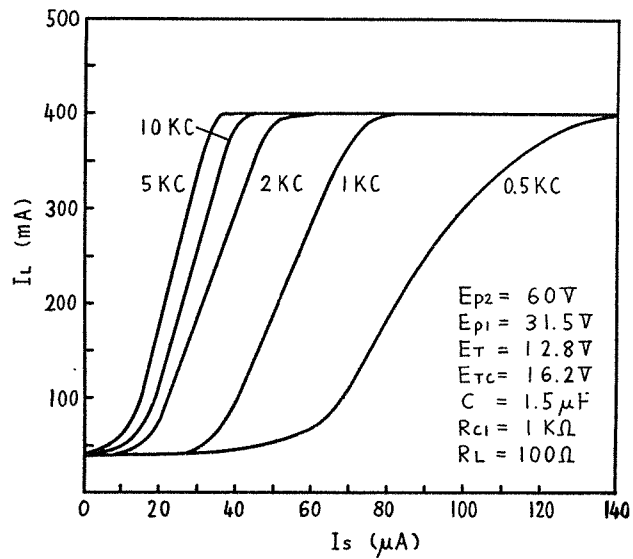
第1図の磁気増巾器回路に対し，高周波入力信号電流値(平均値)に対する出力段出力電流値を，入力周波数，回路定数(C 及び R_{c1})，電源電圧，負荷抵抗の種々の値について測定し，上記諸要素の制御特性に対する影響を測定すると共に，波形撮



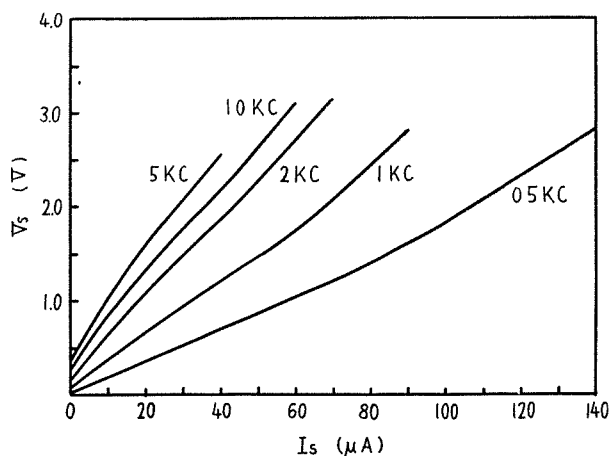
第6図 第1図の入力回路のない場合の磁気増巾器のみの制御特性



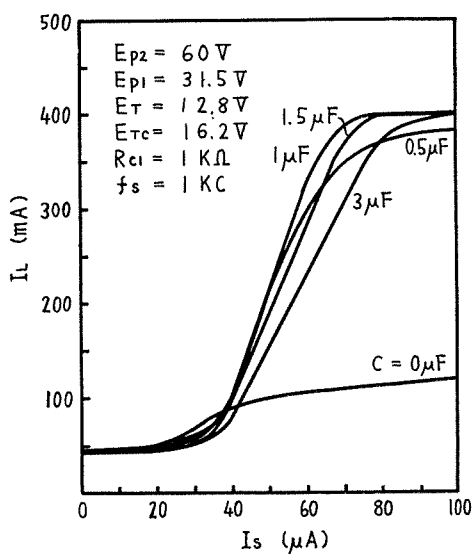
第7図 種々の抵抗負荷に対する第1図の制御特性



第8図 入力信号周波数を種々に変えた場合の制御特性



第9図 入力電流電圧間の関係

第10図 並列容量 C の種々の値に対する制御特性

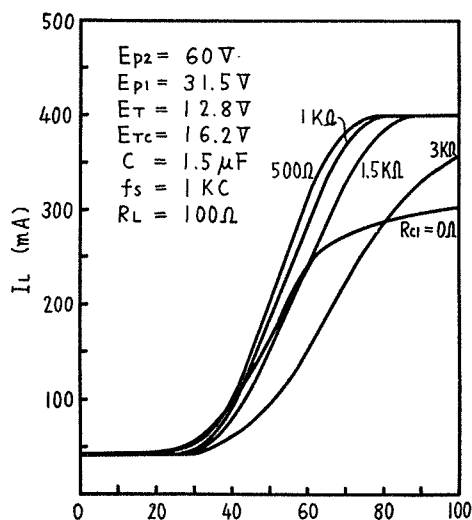
われなことをのべたが、第10図における $C = 0 \mu F$ 、即ち制御巻線端子間の並列な容量 C を除去した場合がそれに相当し、図示の通り適当値の容量を挿入した他の場合に比較して、格段に特性が劣り、前述の所論の如く C を挿入することの意義が明確に示される。

第11図は同様に R_{c1} を種々に変化した場合の特性であって、この抵抗を挿入した

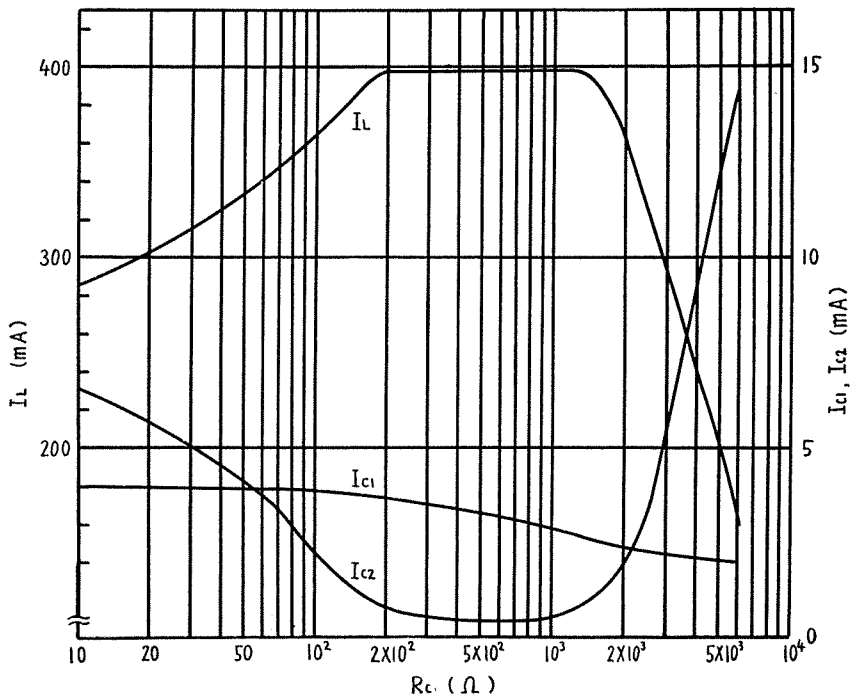
の入力電流値に対してとった制御特性程、周波数による影響は明瞭でなく、ある入力信号周波数以上では、各周波数に対する特性は略々類似のものとなることが了解される。これはコレクタ電流がトランジスタのベース、エミッタ間の電圧によって主として支配されることに基因するものであって、各入力周波数に対する制御特性を同一にすることの必要な場合には、入力電圧を基準にして与える方

が都合がよいと思われるが以下においては、各パラメータの変化が顕著にあらわれる入力電流値に対して制御特性を測定することにする。

第10図は初段半波型磁気増巾器制御巻線に並列に挿入したコンデンサ C の容量を種々に変化した場合の特性であって、これにより制御特性は著しい影響をうける。さきに高周波入力を半波整流して直接制御巻線に加えた場合には、充分にリセットが行

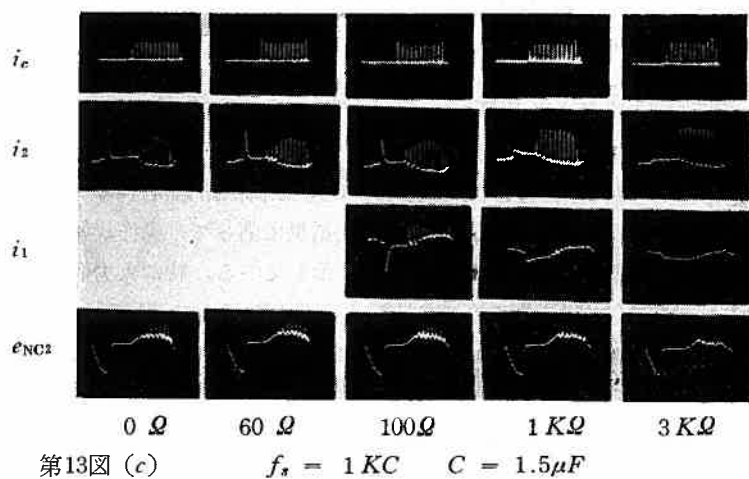
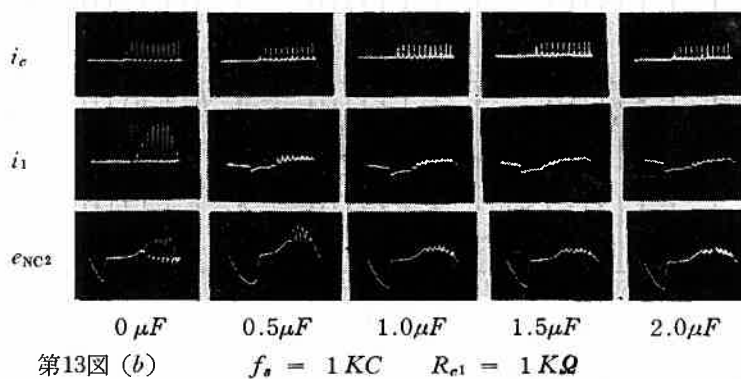
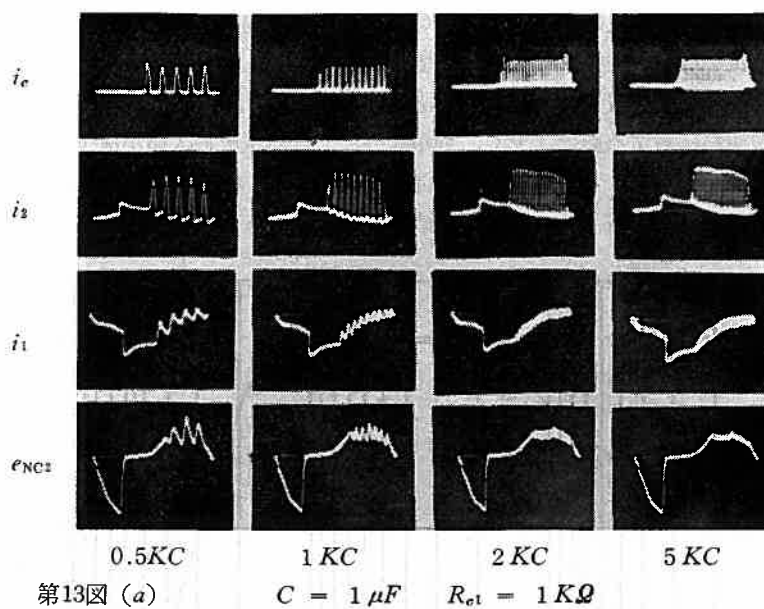
第11図 初段制御回路抵抗 R_{c1} の種々なる値に対する制御特性

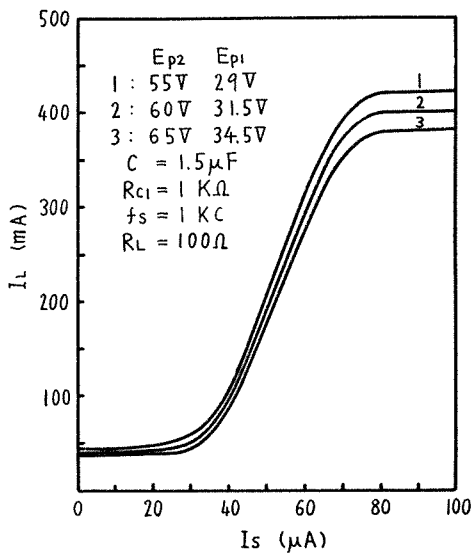
場合としない場合の制御特性に対する影響は C を挿入しない場合程著しくはないが、やはり適当な値の抵抗を挿入した場合に対してかなりの差異がある。 C を挿入しない場合は出力電流最大値及び利得の双方とも非常に劣る特性となるが、 R_{c1} を挿入しない場合は利得即ち制御特性の傾斜に対する影響は少く、利用範囲における電流最大値が減少する傾向にある。この傾向をより明確にするために入力信号電流値一定 ($I_s = 70\mu A$) において、 R_{c1} の種々の値に対して、出力電流値を測定した結果が第12図である。この図により、 R_{c1} に



第12図 種々なる初段制御回路抵抗値 (R_{c1}) に対する出力電流 (I_L)、出力段階制御電流 (I_{c2})、初段制御電流 (I_{c1}) の変化 (入力電流 $I_s = 70\mu A$ 一定に於いて)

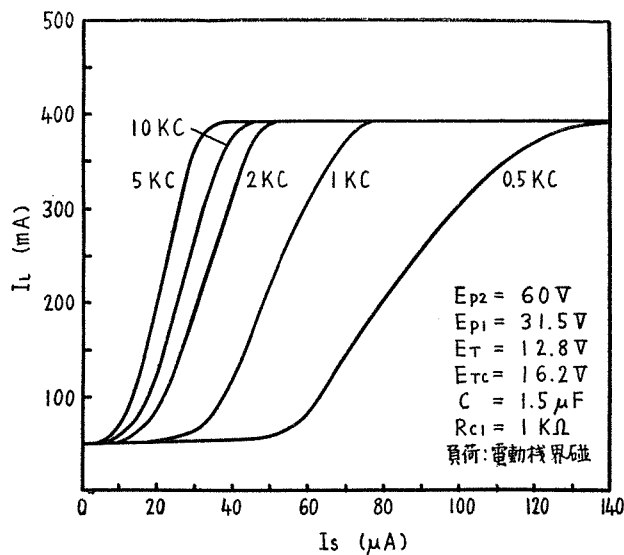
対してもやはり適値範囲のあることが示されている。この適値範囲は多少の巾をもつが、上記回路に対しては $1K\Omega$ 前後が適値と考えられる。第13図は 上述の制御特性を測定した場合のように、入力信号周波数 (f_s)、並列容量 (C)、制御回路抵抗 (R_{c1}) を種々に変化して、その際の各部の電流及び電圧波形を撮影した結果であって、動作状態の入力信号周波数や各種回路パラメーターによる影響を明らかに示している。特に入力信号周波数を変化した場合の第13図 (a) (p.206) 及び並列容量 C を変化した場合の第13図 (b) の i_1 , i_{c2} , e_{No2} 等の波形は、前節において述べた動作の説明をよく裏付けると共に、計算結果から図的に示した i_{c1} の波形 (第4図) と、実際の i_1 の近似の程度も知ることが出来る。第14図 (p.207) は各段磁気増巾器電源電圧 E_{p1} , E_{p2} を変化した場合の制御特性で、同一負荷に対する出力電流は、電源電圧と共に増加する。上述の制御特性に関する測定はすべて抵





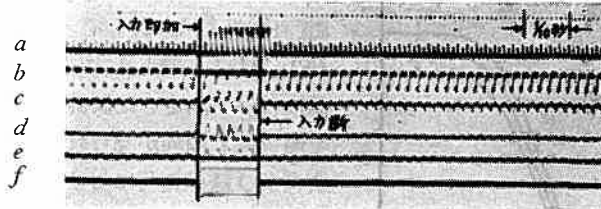
第14図 種々なる電源電圧に対する制御特性

負荷に対するものであるが、第15図は誘導負荷〔直流電動機(2HP, 100V, 18.5A)の界磁(直流抵抗 100Ω ; インダクタンスの概略値 $2.7H$)〕に対し入力信号周波数の種々の値について測定した制御特性で、抵抗負荷と略々同じ傾向が見られる。第16図は抵抗負荷及び誘導負荷に対する過度特性のオシログラムで(a)は抵抗負荷(100Ω)、(b)、(c)は誘導負荷の場合である。各図共各波形は上から順に出力段の出力電流(I_L)、出力段制御電流(I_{c2})、初段制御巻線端子間電圧(e_{NC1})、初段制御電流(I_{c1})、コレクタ電流(I_c)、入力信号電流(I_s)である。これらの結果から、磁気増巾器を本稿の方法で高周波入力化すれば、それによる過渡応答時間の増加は殆んど見られず、過渡応答時間の大部分は、初段以後の磁気増巾器の本来の応答時間によるものであることが観察される。

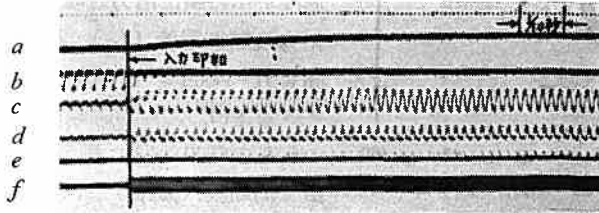


第15図 種々なる入力信号周波数に対する制御特性
(誘導負荷の場合)

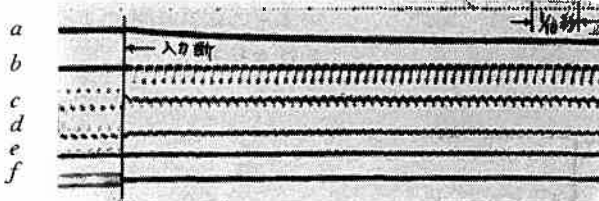
1. 抵抗負荷の場合



2. 誘導負荷の場合(入力印加)



3. 誘導負荷の場合(入力断)



- a : 出力電流 (I_L) b : 出力段制御電流 (I_{c2})
 c : 初段制御巻線端子間電圧
 d : 初段磁気増巾器制御電流 (I_{c1})
 e : コレクタ電流 (I_c)
 f : 高周波入力電流 (I_s)

(a) $f_s = 500 \text{ c/s}$ の場合

第16図 入力を突然変化した場合の過渡特性

5. 結 言

磁気増巾器の高周波信号による遠隔多重制御, 高周波速度発電機による速度検出装置との結合による電動機回転数制御, 第二高調波型磁気増巾器の出力段用磁気増巾器等としての用途を開拓する意図のもとに, 微小高周波入力によって動作する磁気増巾器回路を提案し, 動作原理及び実験結果を示した。単に微小高周波入力に対して動作するというにとどまらず, 高周波入力信号との間のインピーダンス整合等に対する配慮を必要とせず, 結合が容易であり, 且つ相当の制御増倍効果を期待し得るものであり, 制御特性は直流制御の場合以上に直線性がよく, 結合のために過渡特性の低下は見られない。これらの結果はトランジスタ制御素子を使用すると共に, 初段磁気増巾器制御回路に適当な値の制御回路抵抗 R_{c1} 及び並列容量 C を挿入することによって得られるものであることを指摘し, その

作用について検討を加えた。

終りに日頃御指導御鞭撻を賜わる東北大学福島教授，菊地(正)教授に深甚なる謝意を表すると共に実験に協力された鈴木春男氏に感謝する。

(昭和35年9月7日受理)

参 考 文 献

- (1) 成瀬 ， 半波制御全波出力磁気増巾器による交流電機機の電圧調整，昭和35年 連合大会論文集 581.
- (2) 成瀬，鈴木， 微少高周波入力用磁気増巾器 昭和35年 連合大会論文集 752.
- (3) 成瀬 ， 半波制御全波出力磁気増巾器 電気学会誌 昭和35年1月 p.1.
- (4) E. H.Frost-Smith, The Theory and Design of Magnetic Amplifiers (Book) 1958. p. 37.
- (5) H.F.Storm, Magnetic Amplifiers (Book) 1955 p. 84.
- (6) 例えば
森脇著 ， 過渡現象計算法 p. 76.

Magnetic Amplifier Controlled by Low Level High Frequency Signals

Tamiya NARUSE

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering

Up to this time, the magnetic amplifier has been considered as an apparatus controlling voltages, currents or powers with d. c. or very low frequency control signals. This paper presents the magnetic amplifier, operating well for low-level high-frequency signals, which is suitable for remote control, motor speed control and output stage of the second harmonics type magnetic amplifiers. Its faculty is exercised with the peculiar transistor circuit and the parallel inserted condenser, which are coupled each other before the control winding of the first stage magnetic amplifier. The principle and the optimum conditions of operation are explained and the experimental results are shown. From these results, it was found that 10^{-8} watts high frequency signal (1 KC~5 KC) was able to control well 25 watts full-wave output and that the transient response was fast also.